

明治大学大学院理工学研究科

2019年度

博士学位請求論文

(要約)

可変速駆動システムの高効率化に関する
国際標準化と対応技術の研究

A Study of high efficiency technologies for power
drive system standardization

学位請求者 電気工学専攻
佐藤 以久也

第 1 章 序論

地球温暖化対策、省エネルギー化の背景から世界の電力消費の 40%を占める電動機の高効率化に対する注目が高まっており、国際的に効率クラスが IE3 以上の電動機に関する国際電気標準会議 (IEC) 規格が制定されている。日本においても 2015 年から省エネ法のトップランナー方式に商用周波数で駆動する誘導電動機が含まれ、トップランナーモータとして効率クラスが IE3 以上の電動機の普及拡大を図っている。一方、電源と電動機の間インバータを接続し、電動機を可変速運転することで、例えばファン、ポンプ用途において、軽負荷時での省エネ効果が高いインバータの適用が拡大している。電動機とインバータを組み合わせた可変速駆動システム(規格用語では Power Drive System: PDS という)の国際標準規格 IEC 61800 シリーズにおいて、2017 年に効率算定方式と効率クラスを定義した IEC 61800-9 シリーズが発行した。さらに 2018 年に欧州から電動機単体の規制に加えてインバータ(規格用語では Complete Drive Module: CDM という)についても効率規制の対象となる規制文書が発行され、電動機のみならず、インバータの高効率化に対する国際的な注目が高くなっている。

日本では、産業界においてインバータを適用した PDS の採用が進んでおり、電動機の高い制御技術、パワー半導体の低損失化技術など世界でもトップレベルの技術を有している。しかしながら、欧米では可変速駆動システムの効率規格に対する国際標準規格動向を紹介する論文、技術的な指摘をする論文が近年増加する一方で、日本では電気学会の発表が過去一部あるものの、標準規格と技術の両面を考慮した PDS に関する論文例はなく、国際標準化と研究活動の観点での議論が欧米に対して深まっていない。また、産業界において国際標準規格の策定に関わるエンジニアが不足している現状がある。このままでは、国際標準規格が欧米中心で提案された際に、技術的な知見での意見が反映できず、日本の省エネ技術、接地方法等の日本の特殊な電源事情が考慮されずに国際標準規格が策定される恐れがある。すると、国内製造業者は、優れた省エネ技術が評価されない、あるいは国内での試験が不可能となり海外で試験が必要になる恐れがあり、国際競争力を失う恐れがある。

筆者は、IEC の国際エキスパートとして 2013 年から IEC 61800-9 シリーズの初版の策定に関わり、欧州中心の測定方法に対して日本の電源事情を考慮した測定方法、測定箇所の修正案などを技術的な視点から提案し、実測データに基づく検証結果により各国エンジニアの理解を得て規格に反映させてきた。しかしながら、IEC 61800-9 シリーズ発行後に測定方法の見直し、試験代替方法の詳細検討の必要性の提案があり、改定作業の中で、さらに深い技術的な観点を踏まえて国際標準化活動を継続的に行い、日本提案を国際標準化に反映させる必要がある。そのためには、国際標準化の現状と技術的な課題を広め、国内で議論を深めることが重要である。

そこで本研究は、国際標準化と高効率化技術を融合した技術論文として、日本の学术界と産業界に発信することで、日本の国際標準化におけるプレゼンス向上と産業競争力向上に貢献することを目的とする。

第 2 章 可変速駆動システム国際標準規格

可変速駆動システムのエネルギー効率に関する国際標準規格 IEC 61800-9 シリーズは、下記の 2 種類の規格で構成されており 2017 年に第一版が発行された。

- (1) IEC 61800-9-1:PDS と Extended Product を含めた効率算定のための一般要求事項であり、PDS の各負荷点での損失をファン、ポンプ、コンプレッサなどの機械装置の運転パターンに応じて、重みづけを行い、システム全体での効率算定を行う場合のガイドライン、計算例が示されている規格である。
- (2) IEC 61800-9-2:インバータ単体と PDS の効率算定規格であり、効率クラスの定義、試験条件が規定されている。インバータの効率算定に対して重要な規格であり、本研究では IEC 61800-9-2 を中心に述べる。

IEC 61800-9-2 の対象範囲は、主に入力電圧が 100V 以上、1000V 以下 (3 相交流の実効値)、かつ、出力電力が 0.12 kW 以上、1000 kW 以下であり、1 台のインバータで 1 台の電動機を駆動するものである。

Table 1 に IEC 61800-9-2 で規定しているインバータの効率を表す IE1 クラス、及び PDS の IES1 効率クラスの損失の上限値の一部を示す。インバータ単体に関しては IE クラスとして IE0、IE1、IE2 が定義されており、インバータの電流定格を参考にして出力皮相電力(kVA)ごとに分類されている。IE2 クラスは、Table 1 で示す IE1 クラスの損失に対して、25%以上損失が減少するクラスであり、逆に IE0 クラスは 25%以上損失が増加するクラスである。現状、インバータの効率クラスの最高は IE2 クラスである。電動機を含めた PDS に関しては、IE クラスにシステムの”S”をつけて IES0、IES1、IES2 が定義されており、対象の電動機容量を参考にして出力有効電力(kW)ごとに分類されている。IES2 クラスは、Table 1 で示す IES1 クラスの損失に対して 20%以上損失が減少するクラスであり、逆に IES0 クラスは 20%以上損失が増加するクラスである。現状、PDS の効率クラスの最高は IES2 クラスである。

Figure 1 に IEC 61800-9-2 で規定している損失算定の動作点を示す。IEC 61800-9-2 では、Table 1 に示した IE クラスを Figure 1 の(1)点で示しているインバータ基底周波数に対する出力周波数 90%と、インバータのトルク生成電流 100%(実際は出力電流で置き換える)の点での損失で決定する。出力周波数を 90%としているのは、インバータの入力電圧と出力電圧の実効値が同じ場合に、インバータの内部電圧降下(パワー半導体のオン電圧降下、デッドタイムによる電圧誤差、直流リアクトルなどの巻線の電圧降下など)で過変調運転となり、動作が安定せずに測定や算出の再現性が担保されないことを考慮した結果である。また、IE クラスの算定以外でも周波数と電流を変えた合計 8 点の損失が必要となる。これは、IEC 61800-9-1 で規定しているシステム効率の算定のため、ファン、ポンプなどの二乗低減負荷用途、クレーン、コンベアなどの搬送機器用の定トルク用途など幅広い用途で使用する損失を求めるため最低限必要な損失点を議論して 8 点としたためである。

Table 1 IE1 definition for CDM classification

皮相電力(kVA)	有効電力(kW)	相对損失(%)	CDM Loss (W)	PDS Loss (W)
0.278	0.12	35.85	100	207
1.29	0.75	11.02	142	387
2.29	1.5	8.21	188	585
3.3	2.2	7.2	237	760
7.94	5.5	6.01	477	1462
9.95	7.5	5.84	581	1801
19.5	15	5.18	1010	2997
28.3	22	4.97	1408	3983
47	37	4.79	2253	5973
56.9	45	4.75	2700	6957
92.8	75	4.69	4350	10461
111	90	4.66	5169	12243
245	200	4.07	9976	24274
483	400	4.09	19764	48360
761	630	4.08	31064	76103
967	800	4.08	39434	96627
1209	1000	4.08	49267	120758

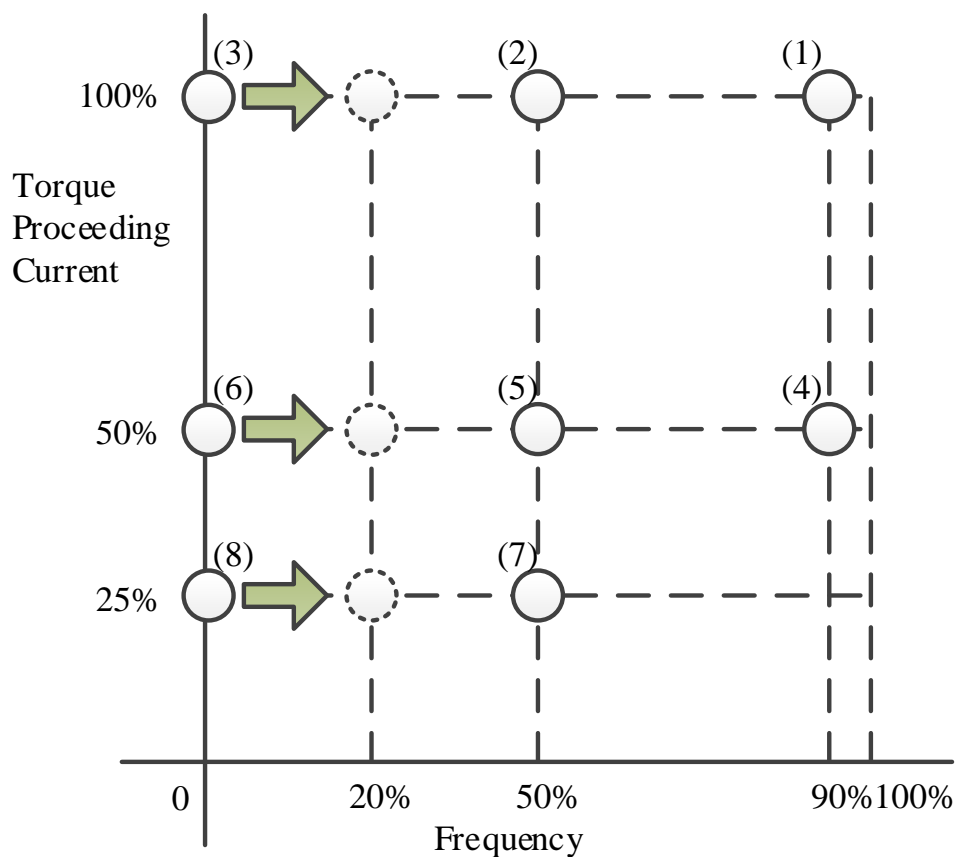


Figure 1 Operation points for CDM

IEC 61800-9-2 では、効率クラスの決定、各動作点における損失について 3 つの方法から選択して算定することを要求している。3 つのうち、本研究で扱うのはシミュレーションによって損失を計算する計算法と、測定対象の入出力の電力を測定し、損失を算出する入出力測定法の 2 つである。計算法については、3 章において、計算法の提案を行い、実測と比較し妥当性を確認する。

Figure 2 に入出力測定法の概要図を示す。インバータの入力電力と出力電力を電力メータで測定し、入力電力と出力電力の差から損失を求める。特にインバータの出力電力は、PWM 制御による高調波を多く含むため、IEC 61800-9-2 は電力メータの精度、周波数帯域に関する要求事項を規定している。また、インバータのスイッチング周波数、制御方法、ケーブルについての要求がある。

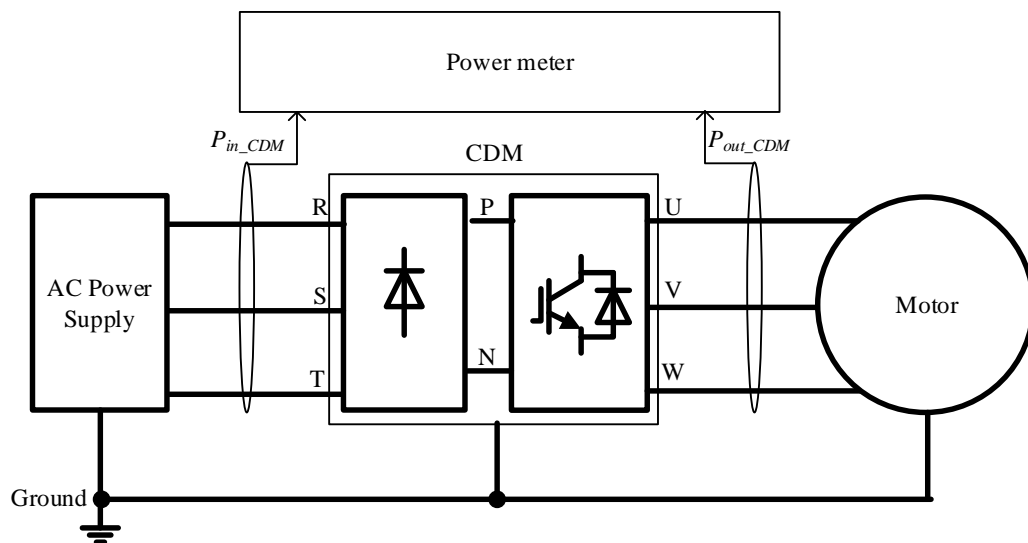


Figure 2 Input-output measurement for CDM

IEC 61800-9-2 の規定の審議の中で、日本にとっては主に下記の課題があった。

- (1) インバータ出力電力の電力測定において、当初欧米側から 3 相 4 線式の 3 電力計法で測定することを要求事項にする動きがあり、日本では 2 つの線間電圧と相電流で測定する 2 電力計法が主流であったため、3 電力計法が要求されると、簡便で、線間電圧表示に慣れている 2 電力計法が使用できない可能性があった。そこで、3 電力計法と 2 電力計法が等価であることを実証試験により確認し、IEC に報告してどちらの測定方法も測定可能となるように提案し、規格に反映させた。
- (2) インバータの IE クラスの基準値において、欧州では 3 相 400V 系の機器を前提に容量に応じた基準値を作成していたが、日本では 3 相 200V 系の機器も多く用いられており、400V 系と同一出力容量の 200V 系機器では、電流がほぼ倍になるため損失が増加し、効率クラスで不利になる恐れがあった。そこで、同容量で 200V 系機器と 400V 系機器を比較する実証試験結果をもとに、200V 系機器は 400V 系機器に対して 35%基準値の緩和を提案し、規格に反映させた。
- (3) 測定順序において、当初は Figure 1 の(1)点から(8)点まで順番に試験を行うことが要求されていた。日本でよく用いられる負荷試験方法では、トルクをベクトル制御して測定する際に、速度を保ってからトルクを変化させる順序のほうが負荷装置の操作が容易で、試験時間も短くなる利点があるが、この方法が使用できない恐れがあった。そこで、試験順序を変えた試験を実施し、問題なく測定できることを示し、試験順序をどちらでも可能な規定にすることが認められた。

第 3 章 国際標準規格に対応したインバータ損失モデル

IEC 61800-9-2 に記載しているシミュレーションによる計算法の例では、定常損失では、オン電圧が一定であり、スイッチング損失においても負荷電流の依存性が考慮されていないなど実際と大きく乖離する恐れがあった。改定審議の中で一部のエンジニアから計算法の表記を削除し、全て実測で損失を算定するように要求する提案があった。この要求は、日本のインバータ製造業者にとって非常に厳しいものである。それは、インバータの用途に応じて複数の容量の電動機を駆動する二重定格方式、誘導電動機と永久磁石同期電動機を同じインバータで駆動できるなど、特長のあるインバータがあるが、全て対応するために試験を行うと、試験工数が膨大になる。また、日本ではインバータと電動機の 1000kW クラスまで測定できる試験機関はなく、認証試験が必要になると、試験を海外で行う必要があり、試験期間の長期化、試験コストの増大を招き、結果として国際競争力が低下する恐れがある。

そこで、本研究では、国際標準規格を考慮したインバータの損失算出モデルについての検討を行い、損失モデルの提案を行う。提案する損失モデルが複数の容量のインバータの試験結果と比較し妥当であることを示すことで、この手法を改正審議の中で紹介し、計算モデルの使用を可能にすることを目指す。

Figure 3 に提案するインバータの損失シミュレーションブロック図を示す。インバータ損失モデルは、パワーエレクトロニクス用回路シミュレーションツールを用いてインバータ回路ブロック、インバータ制御ブロック、計測ブロック、損失計算ブロックから構成される。損失計算ブロックにおいて、シミュレーション固定サンプル刻み毎に回路に流れる電流から損失量(J)計算を行い、電圧の 1 周期で積分して損失(W)を求める。

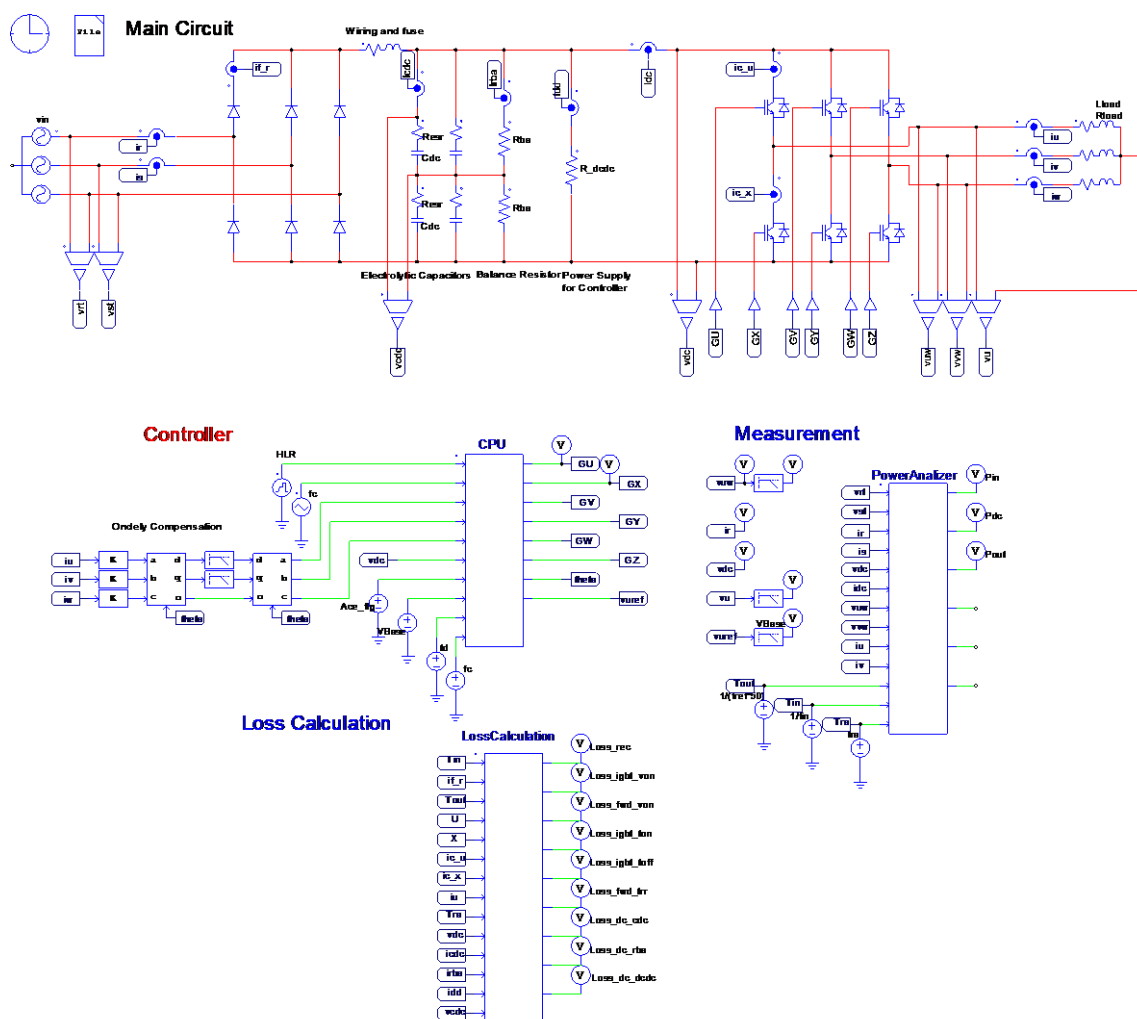


Figure 3 Simulation block diagram for CDM loss estimation

本研究で提案する損失計算手法の特徴を下記に示す。

- (1) 整流器のダイオード、逆変換部の IGBT、環流ダイオードの定常損失、スイッチング損失の実測値を近似式化し、回路モデルと連成させ、1 シミュレーションサンプル刻みで計算することで実機に近い損失計算が可能となる。また、近似式はなるべく異なる容量のインバータに対応できるように切り換え点が少なく再利用性を高めた。
- (2) パワー半導体をチップレベルの厳密なモデルではなく、1 スwitchングあたりの損失量の実測データを用いることで、計算量を抑えつつ、パワエレシミュレーションツールで回路モデルと近似式のブロックを連成させて実行できる。
- (3) 従来のパワー半導体部分の損失を計算するだけではなく、直流コンデンサ、制御用の電源、フィルタを含めたインバータ全体の損失をシミュレーションすることで IEC 61800-9-2 のインバータ損失を計算可能とする。
- (4) 負荷の電動機をそのまま適用すると機械系モデルのため時定数が長く、シミュレーション時間が膨大となるが、静止負荷モデル(R-L 直列回路)を用いて、異なる動作点における電流、力率

を電動機負荷の時に合わせることで、電動機モデルに比べて大幅に時間を短縮でき、損失の計算が可能となる。

- (5) 制御ブロックを対象のインバータと同じ V/f 一定制御、デッドタイム補償などを組み込むことで実機と同じ制御を再現でき、異なる容量でもパラメータファイルを変更するだけで容易にシミュレーションを実行できる。

以下にパワー半導体のモデル化方法の概要を説明する。

インバータに搭載しているパワー半導体の損失は、定常損失とスイッチング損失がある。定常損失は、整流ダイオード ($P_{F_{rec}}$)、IGBT (P_{sat})、環流ダイオード ($P_{F_{fwd}}$) からなる。これをシミュレータ内で扱うため、シミュレーションサンプル周期 T_s を用いて次式で表す。

$$P_{F_{rec}} = \frac{1}{T_{in}} \sum_{k=1}^{n_{in}} (I_{F_r(k)} V_{F_r(k)} T_s) \quad (1)$$

$$P_{sat} = \frac{1}{T_{out}} \sum_{k=1}^{n_{out}} (I_{c(k)} V_{ce(k)} T_s) \quad (2)$$

$$P_{F_{fwd}} = \frac{1}{T_{out}} \sum_{k=1}^{n_{out}} (I_{F_{fwd}(k)} V_{F_{fwd}(k)} T_s) \quad (3)$$

ただし、

V_{F_r} , I_{F_r} : 整流ダイオードの順方向電圧、電流、

V_{ce} , I_c : IGBT のコレクタエミッタ間電圧、コレクタ電流、

$V_{F_{fwd}}$, $I_{F_{fwd}}$: 環流ダイオードの順方向電圧、電流、

T_{in} : 入力電圧基本波の 1 周期、

T_{out} : 出力電圧基本波の 1 周期

$$n_{in} = \frac{T_{in}}{T_s},$$

$$n_{out} = \frac{T_{out}}{T_s} \text{である。}$$

シミュレータ回路上ではパワー半導体素子は理想スイッチとして動作させる一方、シミュレータのプログラムブロックを用いて回路上の素子電流を入力としてサンプル周期毎に損失量を計算する。そのため素子電流から素子オン電圧の近似式を導出する。ここでは、異なる容量に対してなるべく近似式を再利用しやすいように、電流が小さい範囲は指数関数として近似し、電流の大きい範囲は一次関数近似とする。近似式を以下に示す。

$$\left. \begin{aligned} V_{F_r} &= V'_{F_{r0}} \left(\frac{i_{F_r}}{I'_{F_{r0}}} \right)^{k_r} \quad (i_{F_r} < I'_{F_{r0}}) \\ V_{F_r} &= a_r i_{F_r} + b_r \quad (i_{F_r} \geq I'_{F_{r0}}) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

ただし、

$V'_{F_{r0}}$, $I'_{F_{r0}}$: 切換点の電圧、電流、

k_r : 指数関数の乗数、

a_r , b_r : 一次関数の傾き、切片である。

次にスイッチング損失は, IGBT のターンオン損失 (P_{on}), ターンオフ損失 (P_{off}), 環流ダイオードの逆回復損失 (P_{rr}) である。次式で示す。

$$P_{on} = \frac{1}{T_{out}} \sum_{k=1}^n E_{on(k)} \quad (5)$$

$$P_{off} = \frac{1}{T_{out}} \sum_{k=1}^n E_{off(k)} \quad (6)$$

$$P_{rr} = \frac{1}{T_{out}} \sum_{k=1}^n E_{rr(k)} \quad (7)$$

ただし,

$$n = \frac{T_{out}}{T_c},$$

T_c : スwitchング周期,

E_{on}, E_{off}, E_{rr} : 1 スwitchングあたりのターンオン損失量, ターンオフ損失量, 逆回復損失量である。

定常損失の計算と同様に素子電流からスSwitchング 1 回あたりの損失量の近似式を導出する。ここでは, 異なる容量への再利用性を高めるため, 近似式の切り替え点のない指数関数近似を用いる。1 スwitchングあたりのターンオン損失量, ターンオフ損失量, 逆回復損失量の近似式を次式に示す。

$$E_{on} = E'_{on} \left(\frac{i_c}{I'_c} \right)^\alpha \quad (8)$$

$$E_{off} = E'_{off} \left(\frac{i_c}{I'_c} \right)^\beta \quad (9)$$

$$E_{rr} = E'_{rr} \left(\frac{i_c}{I'_c} \right)^\gamma \quad (10)$$

ただし,

I'_c : 素子定格電流,

E'_{on} : 素子定格時のターンオン損失量,

E'_{off} : 素子定格時のターンオフ損失量,

E'_{rr} : 素子定格時の逆回復損失量,

α, β, γ : 指数関数の乗数である。

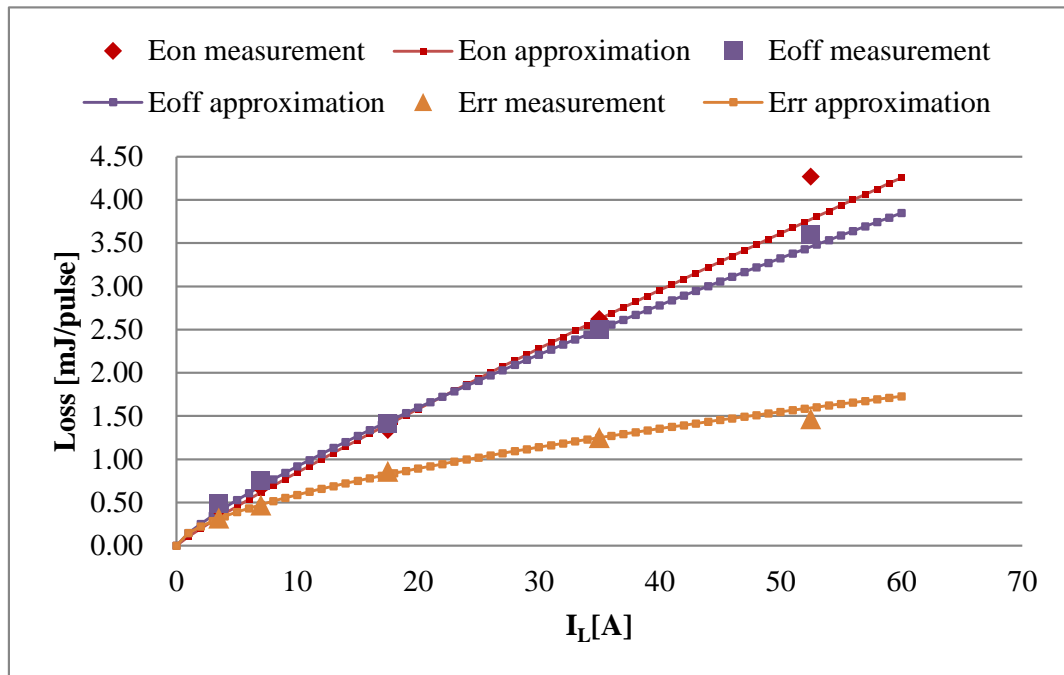


Figure 4 Measurement and approximation equation

Figure 4 に例として 400V, 5.5kW インバータにおける実際のスイッチング試験で求めた損失量と近似式を示す。破線で示す近似式と、プロットで示す試験結果は、素子定格電流の 35A まで一致していることがわかる。インバータの損失算定に必要な定常運転において、コレクタ電流は素子定格電流を超えることはないため素子定格電流以内で近似式を用いて十分に損失を算定できる。

インバータのパワー半導体以外の損失モデルについては、電解コンデンサは内部等価回路をデータシートからモデル化し、回路モデルで動作させて損失を算出する方法とし、制御装置、ファン等を駆動する電源については待機電力の測定結果を抵抗成分として回路モデルで動作させる方法とした。また EMC フィルタ、初期充電回路については事前検証で損失に与える影響が無視できるため回路モデルの簡略化のため省略した。

400V 系 5.5kW インバータと 400V 系 55kW インバータの異なる容量のインバータの損失モデルと実機試験によりモデルの妥当性を確認する。

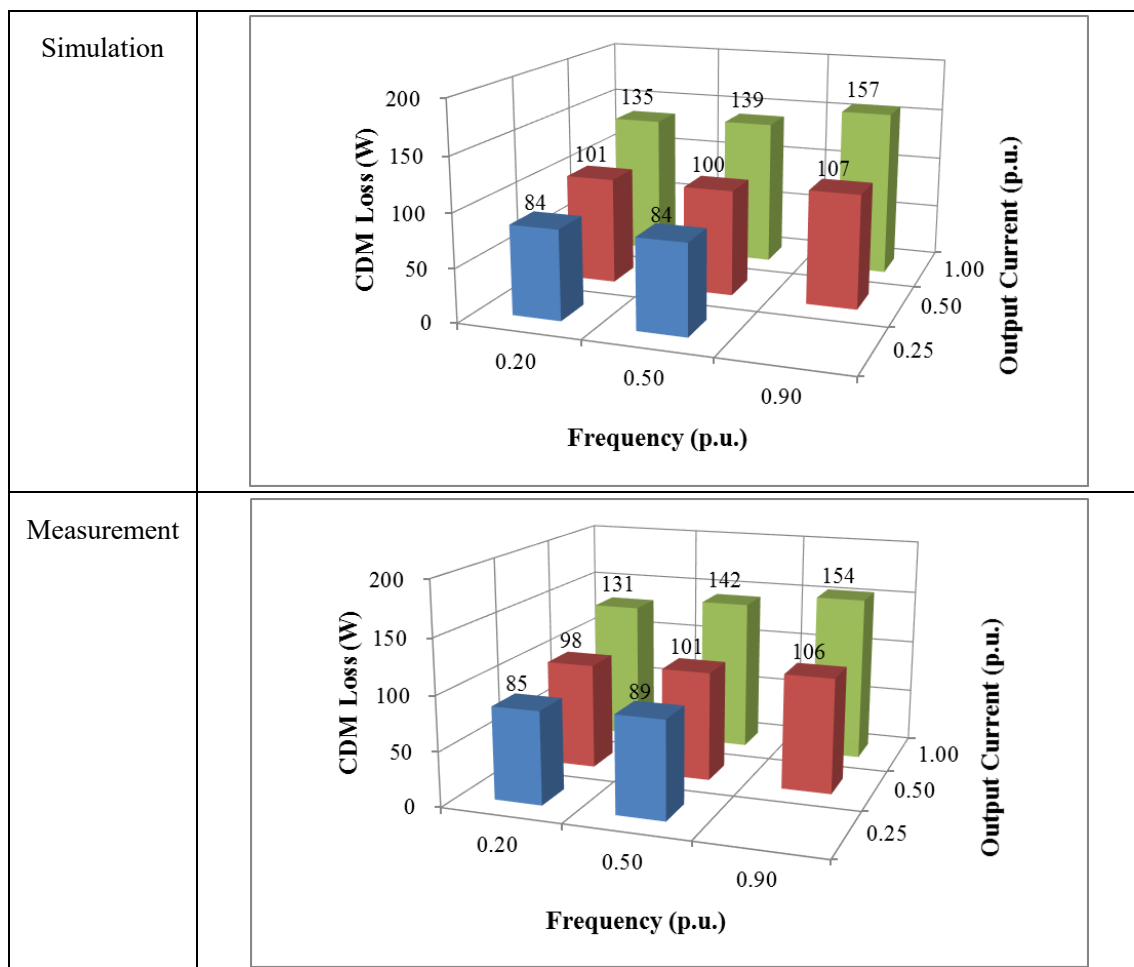


Figure 5 Validation test results (5.5kW CDM)

Figure 5 に 5.5kW インバータの損失を一次周波数, 出力電流の定格値に対する割合でグラフ化したものを示す。上部のシミュレーションと下部の実験の実測結果を比較すると, 90%周波数, 100%電流の点において, シミュレーション 157W, 実測 154W で差異は 3W と非常に小さい。使用した電力メータの測定値の確度は, 電流センサを含めて, 表示誤差(reading error)とフルスケール誤差の和は有効電力の $\pm 0.2\%$ (5.5kW を基準とすると $\pm 11\text{W}$) であるので, 全ての負荷点がこの電力メータの測定誤差範囲内であり, シミュレーションと実機測定結果は一致しているといえる。したがって, シミュレーションの妥当性が各負荷点においても確認できた。

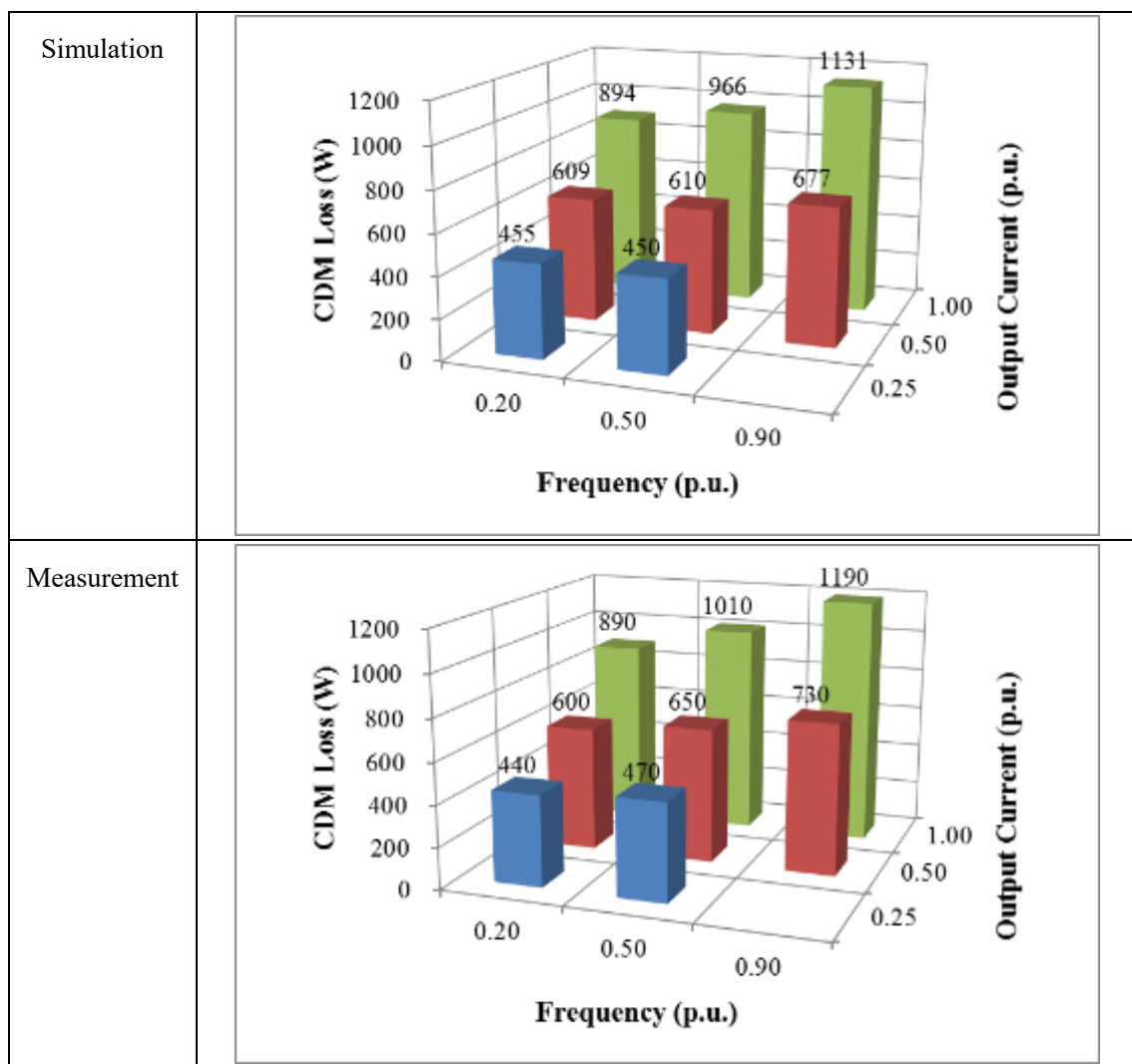


Figure 6 Validation test results (55kW CDM)

Figure 6 に 55kW インバータの損失を一次周波数, 出力電流の定格値に対する割合でグラフ化したものを示す。上部のシミュレーションと下部の実験の実測結果を比較すると, 90%周波数, 100%電流の点において, シミュレーション 1131W, 実測 1190W で差異は 59W である。3.6.4 と同様に電力メータの確度と比べると 0.2%である±110W 範囲内であり, シミュレーションと実機測定結果は一致しているといえる。したがって, 異なる容量においてもシミュレーションの妥当性が各負荷点においても確認できた。

第4章 新たな効率クラスを考慮した高効率インバータ

2018年に発行された欧州効率規制ドラフトでは、IEC 61800-9-2でインバータの効率クラスをIE1クラスに対して25%以上損失が低いIE2までの定義から拡張し、IE1クラスに対して43.75%以上損失が低いクラスをIE3クラス、IE1クラスに対して53.81%以上損失が低いクラスをIE4クラスと新たに定義した。欧州効率規制は、欧州内部の規制なので、国際標準規格であるIECとは一線を画して独自に規制を検討していた。しかし、欧州内の製造業者からIECで定義された国際標準を基準に規制をするべきとの意見が出されたため、一旦IE3クラスとIE4クラスの策定は2021年以降に延期されることになったが、今後機器の省エネ化の要求の高まりと欧州規制当局の提案によりIEC 61800-9-2の改定で追加される動きが鮮明になった。

インバータの損失のうち、大部分はパワー半導体の損失によるものであり、新たな効率クラスに対応するためには、既存のシリコンのIGBTに対して低損失な炭化シリコン(SiC)が注目されており、徐々に適用機種が増えつつある。

本研究では、SiC-MOSFETを用いた低損失、小型インバータの要素技術開発、試作、実機評価を行い、低損失化の効果を確認する。試験結果を今後増加する効率クラスの欧州規制での提案に対して比較する。

Figure 7に開発するインバータの構成を示す。直流入力、3相交流出力の電動機駆動用途である。今回整流回路部分を省いたのは、提案するインバータが多くの用途を想定するためのものであり、この回路自体の損失でIEクラスを示すことはできないが、同じ構成のインバータと比較して損失低減効果を示すことにする。

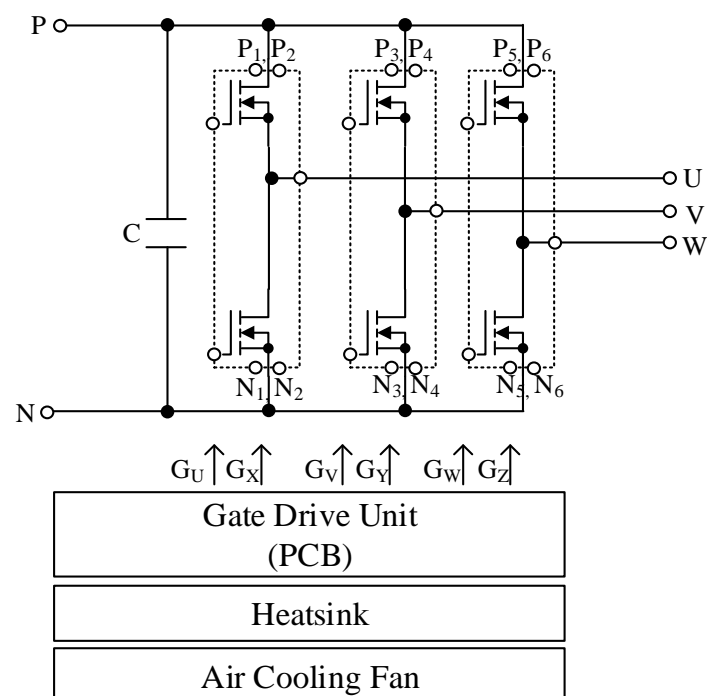


Figure 7 SiC-MOSFET inverter circuit configuration

Table 2 Specification of SiC-MOSFET inverter

Rated output apparent power	50 kVA
Rated output voltage	AC 400V
Rated output current	72A rms.
Maximum output current	100A rms. (1min)
Load motor capacity	37 kW
Volume	0.455 L
Apparent power density	110 kVA/L

Table 2に開発するインバータの装置仕様を示す。出力は37kW 電動機を駆動できる容量であり、ファン、ポンプ駆動用途でよく用いられる過負荷耐量を 100A, 1 分間とした。目標とする出力密度は、容積を 0.455L として 110kVA/L とした。ただし、出力密度計算にはゲート駆動回路、冷却用のヒートシンク、強制空冷ファンは含むが、電流センサ、制御装置は含まない。このサイズの冷却体と空冷ファンで温度を SiC-MOSFET モジュールの許容温度である 175℃以下とすることを目標とする。

今回試作した SiC-MOSFET モジュールは、トレンチゲート構造であり、1 パッケージでインバータの上下アームを構成する 2 in 1 構成とした。小型化、放熱性を高めるために内部配線の工夫、冷却体との接続方法の工夫などを行い、従来の SiC-MOSFET モジュールの幅を 35%削減した。

装置の冷却体と基板設計を行う上で、試作した SiC-MOSFET モジュールの単体試験結果を元に 3 章の損失シミュレーションを応用して発生損失を試算した。SiC-MOSFET モジュールの損失は、下記のとおりとなる。

- (1) SiC-MOSFET の順方向オン電圧特性による定常損失
- (2) SiC-MOSFET の逆方向オン電圧特性による定常損失
- (3) SiC-MOSFET の寄生ダイオードによるオン電圧特性による定常損失
- (4) SiC-MOSFET のターンオン損失
- (5) SiC-MOSFET のターンオフ損失
- (6) SiC-MOSFET の逆回復損失

ここで(2)と(3)が IGBT モジュールと異なる点であり、(2)は、ゲートがオン状態で SiC-MOSFET のソースからドレインに流れるチャネル電流に依存する定常損失と、寄生ダイオードに流れる電流に依存する定常損失の和である。ただし、ゲートがオン状態では、チャネル電流が支配的であるため寄生ダイオードの特性の影響は非常に小さく、定常損失はチャネル電流に依存する定常損失が支配的になる。一方、(3)は、寄生ダイオードに流れる電流に依存する定常損失である。寄生ダイオードに電流が流れるのは、通常運転中では上下アームの SiC-MOSFET のゲートがオフである状態、すなわちデッドタイム期間中であり、そのとき定常損失が発生する。IGBT モジュールでは、ゲートの状態に関わらず環流ダイオードの定常損失として計算するが、今回試作した SiC-MOSFET モジュールでは、ゲート状態に応じて(2)と(3)を区別して計算する必要がある。そこで、ゲート状態がオンとオフの 2 種類で逆方向のドレイン電流とドレイン-ソース間電圧の特性を取得し、近似式を求め、その近似式を損失計算ブロック内でゲート状態によって、(2)と(3)の計算を分けて最終的に損失を求めた。

SiC-MOSFET モジュールと接続する主回路配線は、小型化を目指すうえで、プリント基板化した。このとき、主電流による基板温度上昇の抑制、寄生インダクタンスの低減、安全規格に準じた適切な空間・沿面距離の確保を実現する必要がある。

そこで、今回 Interstitial via hole (IVH)を採用した 6 層基板を試作した。内層のビアを貫通させずに、直流電位の正側と負側をラミネート構成にした。この結果、寄生インダクタンスの低減と基板発熱の上昇を抑えた。また表面層は安全規格を考慮した絶縁距離を確保しつつ、内層は、樹脂で封止されている効果で絶縁距離を小さくできることを利用して、内層のパターン幅を上げることができ、一般的な 2 層基板構成と比較して、寄生インダクタンスは半分程度に低減でき、温度上昇も解析により基板最大温度以下の見込みとなった。

Figure 8 に試作した SiC-MOSFET インバータの寸法を記載した外形イメージ図を示す。SiC-MOSFET モジュールを 3 つ用いて 3 相インバータを構成し、モジュール下部にヒートシンク、空冷ファンは一般に入手できる 70mm 角のファンを用いた。モジュール上部にパワー回路用の 6 層 IVH 基板をモジュールのピンにはんだ接続し、ヒートシンクの側面のコンデンサ基板と接続する。6 層 IVH 基板上部にはゲート駆動基板があり、絶縁電源、制御信号との絶縁を行い、SiC-MOSFET モジュールのゲート、ソースピンに接続する。ヒートシンクは一般的なアルミニウム製である。試作した SiC-MOSFET インバータを 37kW 誘導電動機に接続し、負荷試験で損失を評価する。

Figure 9 にスイッチング周波数を 10kHz とし、37kW 誘導電動機の定格負荷運転時の損失を示す。実測結果とシミュレーション結果を比較するとほぼ一致しておりシミュレーションモデルの妥当性が確認できたとともに、37kW の汎用インバータに搭載している IGBT と比較すると損失が 1/4 程度に低減できていることが確認できた。定格運転時の損失は、IE4 クラスの損失基準値の 1/3 以下であり、この結果から SiC-MOSFET による大幅な低損失化が可能であることが確認できた。

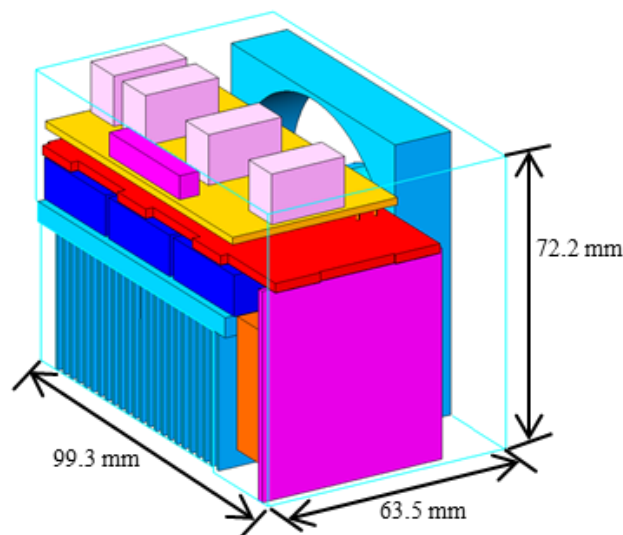


Figure 8 Outline dimensional drawing

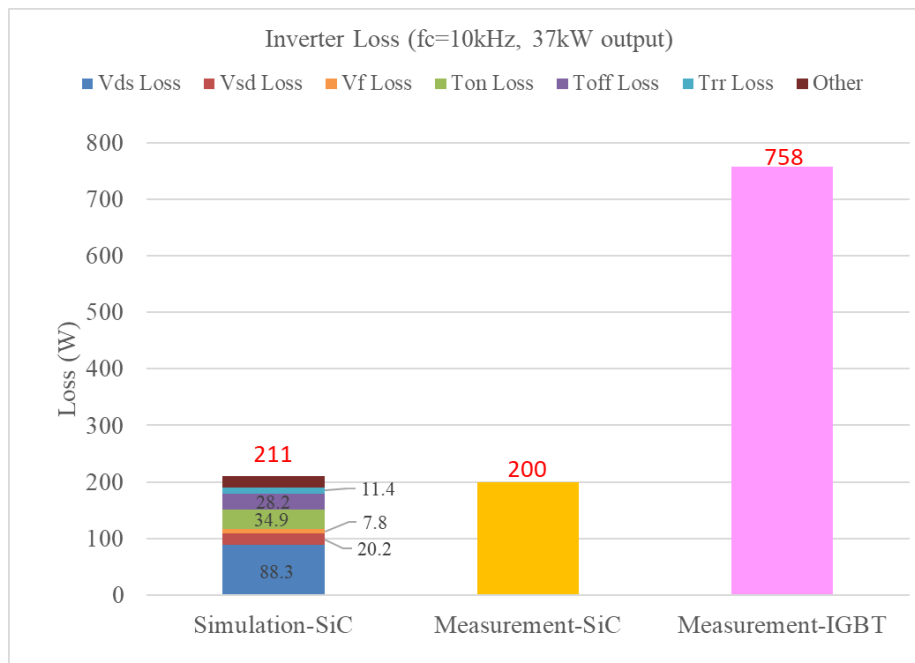


Figure 9 Power loss at 37kW output

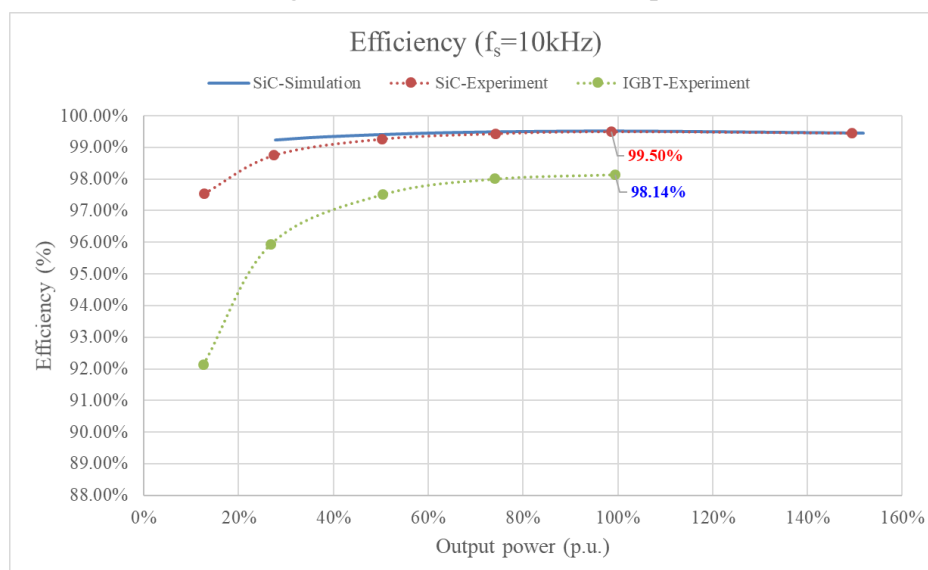


Figure 10 Inverter efficiency to output power

Figure 10 に負荷の電力を変えた場合の効率特性を示す。異なる負荷においてもシミュレーションと実測結果はほぼ一致しており、軽負荷では若干差があるものの、軽負荷時は力率が低く、電力メータの精度として限界があるところであり、概ね妥当であると判断できる。また、IGBT インバータに対して SiC-MOSFET の低損失化により、定格負荷時で効率が 1.4 ポイント、特に軽負荷時では SiC-MOSFET の I-V 特性の効果により大幅に改善できていることがわかる。負荷 50%以上において効率が 99%以上を達成した。

また、最大負荷 1 分間の運転で目標温度以内であることが確認できた。この試験結果は、設計時に使用した熱冷却解析結果とも傾向が一致しており試作ユニットの解析、製作、試験が妥当であることが確認できた。

第 5 章 システム効率を想定した可変速駆動システム

Figure 11 に PWM 整流器とインバータで構成された PDS を示す。IEC 61800-9-2 の改定審議では、これまでは対象外とされてきた PWM 整流器を対象に含めて入力電流の高調波低減と回生機能の優位性を評価する提案がある。PWM 整流器は入力電流を正弦波にできるため高調波抑制効果が高く、回生機能により垂直搬送用途、複数台のインバータを協調させた水平搬送用途では稼働時間に応じた省エネルギー効果が期待できる。しかし、損失で比較するとダイオード整流器方式に比べてスイッチング動作を行うためパワー半導体の損失は増加し、入力フィルタなどの追加部品の損失も増加する。

Figure 12 に 55kW の PWM 整流器とインバータにおいて、Figure 1 の動作点 1 (周波数 90%, 電流 100%) での IGBT モジュール部分の損失シミュレーション結果を示す。PWM 整流器は、ダイオード整流器に比べて IGBT の導通損失, IGBT のターンオンとターンオフのスイッチング損失, 環流ダイオードの逆回復損失が増加するためダイオード整流器のインバータの素子損失に対しておよそ 1.5 倍に増加することが分かった。この試算結果をもとに PWM 整流器を含めたシステムの損失基準値について IEC において審議を行う計画である。

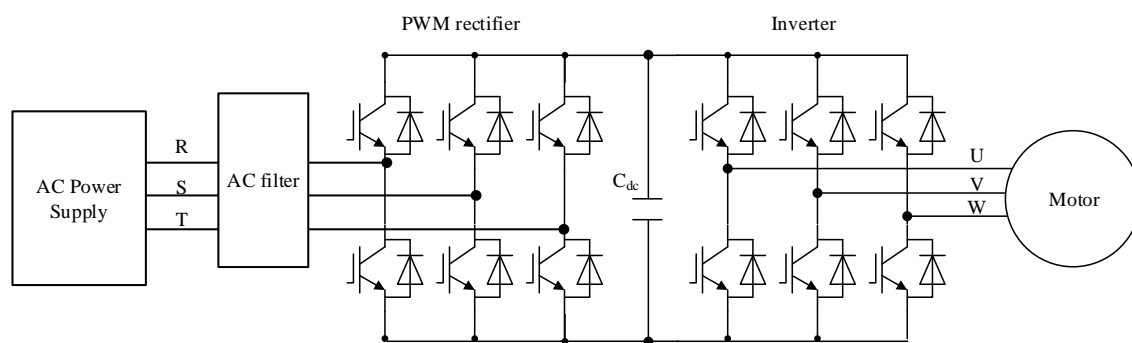


Figure 11 PWM rectifier and inverter

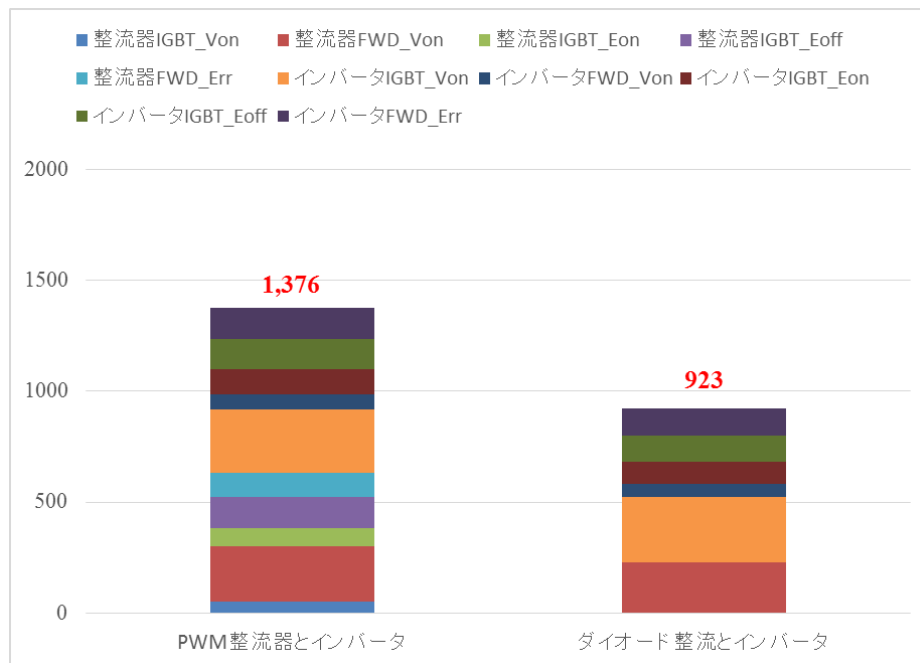


Figure 12 Loss simulation results (55kW IGBT module)

第6章 結論

本研究を下記のとおりまとめる。

2章において、可変速駆動システムの効率規格である IEC 61800-9-2 について説明し、日本代表として測定方法、効率クラスの緩和などについて試験データをもとに提案し、規格に反映したことを示した。

3章では、シミュレーションによる損失算定方法の提案を行い、従来の素子単独の損失計算のみならず、整流ダイオード、直流コンデンサ、制御電源などのインバータの構成部品を含めた国際標準規格で定義されたインバータ全体の損失をシミュレーションにより計算できることを示した。シミュレーションモデルの妥当性を 5.5kW と 55kW の異なる容量、異なるパワー半導体を用いた実機と比較し、どちらも計算が実測結果と一致しており実測による代替手段として有効であることを示した。

4章では、インバータの効率クラスの追加提案をうけて、高効率で小型のインバータを提案した。3章の損失シミュレーションを SiC-MOSFET の寄生ダイオードの導通損失も計算できるように応用し、多層 IVH 基板、試作 SiC-MOSFET モジュールを開発し、37kW 出力時に効率 99.5%を達成し、従来の IGBT インバータに比べて損失を 1/4 にした。

5章では、PWM 整流器を含めたインバータシステムの新たに取り入れが進む現状をふまえて、損失計算方法と測定方法、またシステム全体の損失計算方法について将来的な展望を述べた。

今後の日本の技術アドバンテージを市場で生かすためにも国際標準化への多くのエンジニアの参加を促すための教育、啓蒙活動に本研究が参考になれば幸いである。